

18/20

⑨Int.Cl.<sup>2</sup>

H 03 G 11 / 02

H 03 H 7 / 38

H 04 B 1 / 18

⑩日本分類

98(5) A 14

98(3) A 2

96(7) C 11

⑪日本国特許庁

⑫実用新案出願公告

昭50-7788

## 実用新案公報

⑬公告 昭和50年(1975)3月7日

(全5頁)

1

2

## ⑭受信入力保護回路

⑮実 願 昭44-84248

⑯出 願 昭41(1966)11月29日

(前特許出願日援用)

⑰考 案 者 栗栖道雄

川崎市中原区上小田中1015富

士通株式会社内

⑱出 願 人 富士通株式会社

川崎市中原区上小田中1015

⑲代 理 人 弁理士 松岡宏四郎

## 図面の簡単な説明

第1図はπ型回路を備えた受信機入力回路、第2図及び第3図は、本考案説明のためのインピーダンス回路、第4図は本考案の原理説明回路、第5図はダイオードのツェナー特性図、第6図は本考案の実施例を示す基本回路、第7図乃至第15図は本考案による受信機入力保護回路の各種実施例を夫々示す。

## 考案の詳細な説明

本考案は移動無線機等の受信機に於ける入力保護回路に関し、特に受信機の初段高周波増幅用トランジスタを大入力より保護する回路に関する。従来のトランジスタ化された無線機等の高周波増幅器は微小信号を増幅する機能を有して、大信号入力に対しては十分な考慮はされていない。特に移動用無線機に於いて、落雷や大出力送信機のアンテナ近くに移動して来た場合には大出力が直接アンテナに飛び込み、受信機の第1高周波増幅用トランジスタに数ワット〜数十ワットの

大高周波入力が入ることになり、第1高周波増幅用トランジスタが劣化したり焼損する障害があつた。本考案はこの種の障害を防止することを目的としており、例えば第1図に示したように、受信機入力回路において、アンテナANTと初段高周波増幅器AMPとのインピーダンスを整合するために挿入したインダクタンスL<sub>1</sub>及び容量C<sub>1</sub>、C

2よりなるπ型変換回路を有する受信機に適用するものである。

以下図面に従つて本考案の原理並びに実施例を詳細に説明する。

5 今、第2図の様な抵抗R<sub>p</sub>及びリアクタンスX<sub>p</sub>の並列接続回路のインピーダンスをZ<sub>p</sub>として第3図に示したような抵抗R<sub>s</sub>及びリアクタンスX<sub>s</sub>の直列接続回路のインピーダンスZ<sub>s</sub>に等価変換を行うと次の様になる。

10 即ち、

$$Z_p = \frac{jR_p X_p}{R_p + jX_p} = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} + j \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \quad (1)$$

従つて、

$$15 R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (2)$$

$$X_s = \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \quad (3)$$

となる。

20 今第2図の如き並列回路のQをQ<sub>p</sub>とすると

$$Q_p = \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \bigg/ \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} = \frac{R_p}{X_p} \quad (4)$$

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q_p^2} \quad (5)$$

$$25 X_s = \frac{Q_p \cdot R_p}{1 + Q_p^2} \quad (6)$$

今第4図に於いて考慮する。e<sub>0</sub>は高周波起電力(電源インピーダンス0)R<sub>p</sub>はアンテナ抵抗C<sub>T</sub>は容量、L<sub>T</sub>はコイル、R<sub>L</sub>は負荷抵抗である。起電力e<sub>0</sub>による電力が負荷抵抗R<sub>L</sub>に最大の能率で伝達される条件は破線の部a-a'に於いて、左右のインピーダンスが共軛になる時である。このことを前記の並列及び直列接続に於ける理論に適用すると、容量C<sub>T</sub>によるインピーダンスはX<sub>p</sub>に、インダクタンスL<sub>T</sub>によるインピーダンスはX<sub>s</sub>に相当する。

今Q<sub>p</sub> >> 1 …… (7)

3

とすると  $X_p = X_s \dots (8)$  として大差ない。  
即ち  $X_p = 1 / j \omega C \dots (9)$

$$X_s = j \omega L \dots (10)$$

次に第4図に於て負荷抵抗  $R_s$  に第5図のAの如き電圧  $V$  が  $V_0$  をこえた時、電流  $i$  が増加しても端子電圧が  $V_0$  に保持される様な非直線特性を有するダイオード素子 (例えばPN接合ダイオードの逆方向特性又はシリコンダイオードに於ける順方向特性のツェナー現象を起す特性を用いる) を用いるに当つて、先づこの場合の  $R_s$  を  $R_s'$  とし、この  $R_s'$  の代りに純抵抗  $V_0 / i$  を接続した場合、 $V_0$  を越えるアンテナ入力の場合を考えると、

$$R_s' = \frac{i_0}{i} \cdot \frac{V_0}{i_0} = \frac{V_0}{i} \quad (11)$$

但し、 $i$  は  $R_s'$  に流れる電流  
となり、(5)式及び(11)式より

$$\frac{R_p}{1 + Q_p^2} = \frac{V_0}{i} \quad (12)$$

となる。

この(12)式は  $R_p$ 、 $Q_p$ 、 $V_0$  は一定であるので、 $i$  が一定であることを示している。

即ち第4図に於て、 $e$  を増加させても  $i$  が一定なら、整合が取れていることになる。

所が実際のダイオードの逆特性は第5図Bの如く  $V_0$  で一定にならず、端子電圧の増加に伴い電流  $i$  が変化することに成る。従つて、第4図  $R_s$  にこの第5図Bの如き非直線特性を有する素子を用いることにより、電圧  $e$  が増加し、電圧  $V_0$  をこえると電流  $i$  が変化し(12)式を満足しなくなり、破線  $a-a'$  部分の整合がくずれ、起電力  $e$  より負荷抵抗  $R_s$  までの電力伝達能率は低下し  $Q_p \gg 1$  なる条件を考えてもはるかに低下する

次に第4図の回路を第1図の回路に適用すると第6図の回路を得る。今  $R_s'$  の端子電圧  $V$  は  $V_0$  を越えないはるかに小さい電圧の場合  $R_s' = \infty$  であり無視してよい。この回路に於いては起電力  $e$  はアンテナ入力電圧であり、容量  $C_T$ 、インダクタンス  $L_T + L_s$ 、容量  $C_s$  は  $\pi$  フィルターを構成し、アンテナ抵抗  $R_a$  と増幅器AMPの整合を取っている。第6図に於ける  $C_T$ 、 $L_T$  は第4図の場合と同じにし、 $L_s$ 、 $C_s$  を調整し、第1図の  $\pi$  フィルターと同じ整合条件を得ている。

4

この様にした場合第1図に於ける  $\pi$  フィルターと第6図に於ける  $\pi$  フィルターとは整合条件は全く同じであり、 $\pi$  回路の  $Q$  が異なることになるが一般にはこの  $Q$  は大きくなる様にすればする程良い普通の10~50MC帯の短波受信器では10以上は容易に得られ(7)式(8)式の条件は十分満足される。以上の如くして第6図の回路が得られる。この回路にてアンテナ入力電力が極めて小さい場合は  $e$  が極めて小さく (一般には0.5  $\mu$  V ~ 3 mV)、 $R_s'$  の両端にかかる電圧は  $V_0$  以下であるため、 $R_s'$  のインピーダンスは  $\infty$  となり、第1図の回路と同様の動作を行う。一般の無線機の受信機としての動作状態は、この状態に相当する。次にアンテナ入力電力が極めて大きくなつた場合は  $e$  が極めて大きくなり  $R_s'$  の端子電圧が  $V_0$  以上にならんとし、電流  $i$  が  $R_s'$  に流れる。 $R_s'$  が第5図Bの特性を示すので  $R_s'$  の両端電圧は  $V_0$  以上それ程大きくならないので後接の増幅器AMPの第1高周波トランジスタは  $e$  をいくら増加しても焼損される可能性はなくなる。又、 $R_s$  に消費される電力はアンテナ電力が増加しても、アンテナ電力の増加に比して上記の第4図に示した不整合作用により  $P_{R_s'} = V_0 \cdot i$  が大幅に増加することはないので、 $R_s'$  としては比較的小型のもので良い。以上の説

明に於ける  $R_s'$  は理想シリコン定電圧ツェナー高周波ダイオードが最適であるが、通常のシリコンダイオードも順方向バイアスで低い電圧の所に定電圧特性がありこれを使用しても近似的に良好な結果が得られる。この様な普通のシリコンダイオードの回路は第7図に示し、第7図の回路は2ヶの逆接続したシリコンダイオード  $D_1$ 、 $D_2$  を使用して  $R_s'$  に変わるものとしたが、第8図の如く直流的に0オームであり、 $L_1$  に対して十分大きいインダクタンスを  $D_1$  に並列に接続すれば、交流の半波はインダクタンス  $L_1$  を通つて流れ、第7図と同様の動作をさせ得る。又、第8図に於ける  $L_1$  は  $L_1$  の直流抵抗が極めて小さいので  $C_1$  又は  $C_2$  に並列接続しても同じであり、この一例を第9図に示す。

ここで更に以上の考えを要約し近似設計方法を示す。

$Q_p \gg 1$  の時(8)式より  $X_p = X_s$ 。故に  $j \omega L = 1 / j \omega C$  即ち  $\omega^2 = 1 / LC \dots (13)$

5

従つて、使用周波数を $\omega$ 及び、アンテナ端子とアースの間の容量を $C$ とすると、(13)式によつて $L$ が決定される。このアンテナ端子側より見て $L=1/\omega^2 C$ に相当するインダクタンスを示す点をインダクタンス $L_1$ 上に選んでタップを出し、この点にダイオードを接続すれば近似的に初期の目的を達している。以上の近似解法が適出出来る場合は第1図の $\pi$ フィルタはインピーダンス変換型のフィルタであれば定 $K$ 型フィルタその他の如何なるフィルタにも適用できる。

無線機の性質として、一般に高周波スプリアスの関係から、低域通過フィルタが用いられるので第1図の回路型式が適用され、上記の近似解法が通用する。又フィルタの性質上コイルのタップ点が容量 $C_2$ に非常に近くなつた場合は第10図の如くコイルのタップを省略し、ダイオード $D_2$ と容量 $C_2$ を並列接続することも近似的に可能である。

更に $L_1$ は高周波インピーダンスになるべく影響を与えない程度の純抵抗 $R$ とすることも近似的には可能であり、この一例を第11図に示し、純抵抗 $R$ は直流的に同電位のアンテナ側に繋ぐことも勿論可能である。

又インダクタンス $L_1$ 又は純抵抗 $R$ の代りに増幅器との結合変成器 $T_1$ のインダクタンスを用いることが出来、これらの実施例を第12図乃至第

6

15図に示す。尚第15図はダイオード $D_2$ を変成器の2次側に接続している。

以上の回路の様に構成することにより小信号( $0.5\mu V \sim 3mV$ )の時は通常の受信機となんら変わらず、信号を損失なく増幅器に伝達せしめることが出来、大入力が入つた場合には、ダイオード $D_2$ に印加される電圧によりインピーダンスが変化し、入力整合回路(フィルタ)が不整合に成り、反射を大となし、しかも、ダイオード $D_2$ の制限作用により増幅器への信号伝達はなくなり高入力を完全に阻止することが出来る。

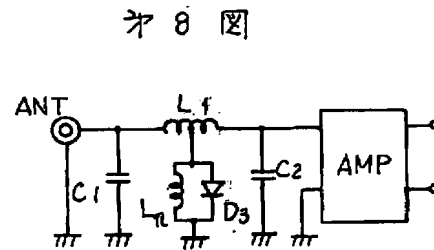
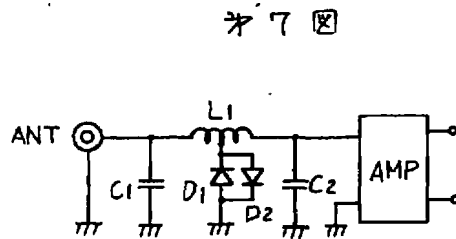
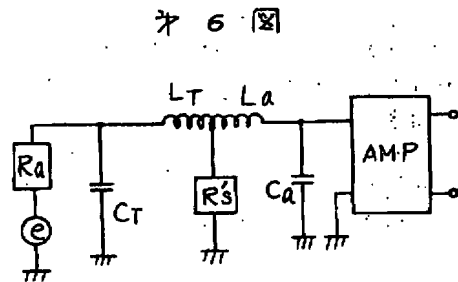
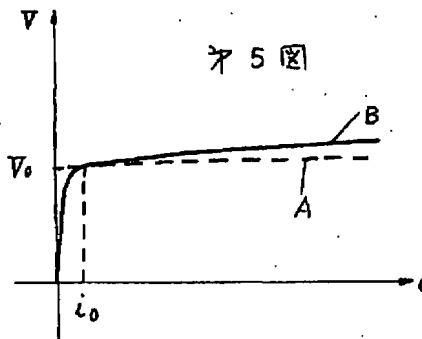
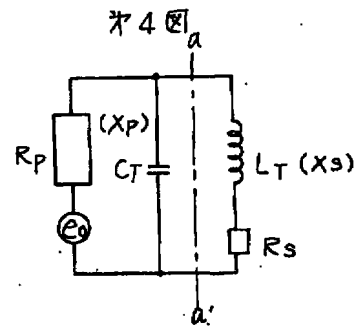
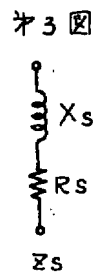
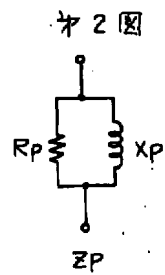
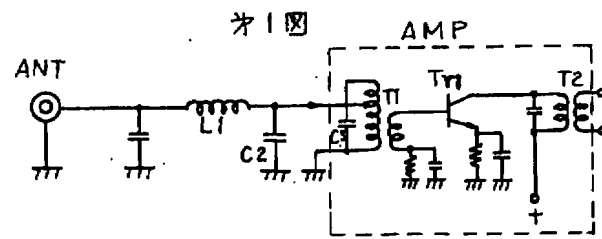
又、ダイオード $D_2$ の定格も比較的小さいもので有効に保護動作を行うことが出来る。

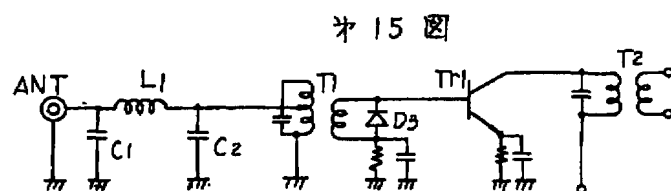
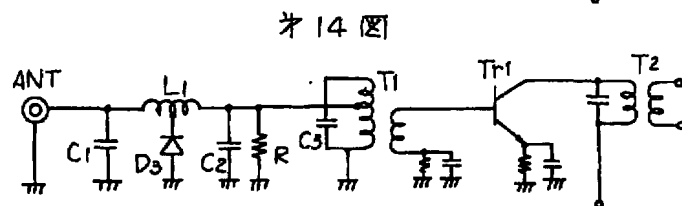
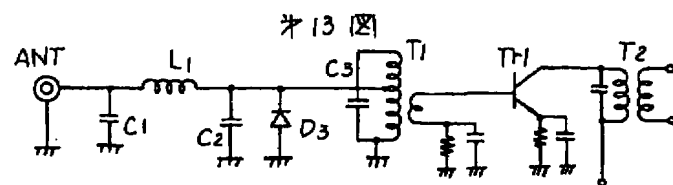
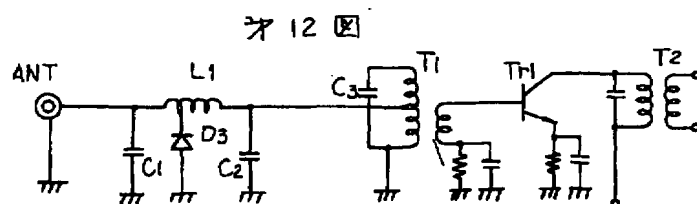
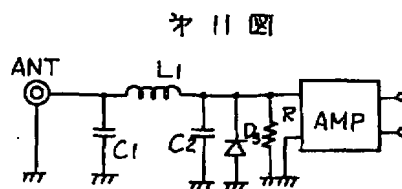
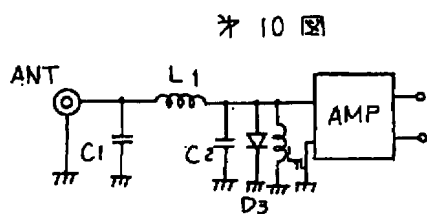
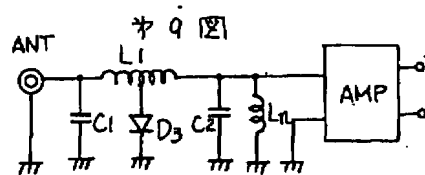
#### ⑦実用新案登録請求の範囲

受信機のアンテナと増幅器の間に、容量、インダクタンス素子より構成されたインピーダンスを整合するフィルタ回路を設け、アンテナとアースの間の容量を $C$ とし、使用周波数を $\omega$ とした場合に、アンテナ端子より見て $L=1/\omega^2 C$ なるインダクタンスを示す点とアースの間に、定電圧特性を有するダイオードを接続したことを特徴とする受信入力保護回路。

#### ⑧引用文献

英国特許 877040 クラス 40(6)





(Citation 18)

JP Utility Model Appl. Publication No. 50-7788 - March 07, 1975

Application No. 44-84248 - November 29, 1966

(Converted from JP Patent Application)

Applicant: FUJITSU LIMITED, Kanagawa, (JP)

Title: PROTECTION CIRCUIT FOR RECEIVED INPUT

Detailed Description of the Utility Model:

.....

An constant voltage high frequency Zener ideal silicon diode is most suitable for the  $R_s'$  in the above explanation, but an ordinary silicon diode also has constant voltage characteristics when forward biased in low voltage and can be used to obtain a good approximate value. A circuit of such an ordinary silicon diode is shown in Fig. 7. In the circuit shown in Fig. 7, two silicon diodes  $D_1$  and  $D_2$  reverse connected are used for the  $R_s'$ , providing 0 ohm as shown in Fig. 8 in direct current. If sufficiently large inductance for  $L_1$  is connected in parallel with the  $D_3$ , a half wave of alternating current will flow through the inductance  $L_1$  to achieve the same behavior as Fig. 7. In addition, since the  $L_1$  has an extremely small direct current resistance, the same result is obtained when the  $L_n$  shown in Fig. 8 is connected in parallel with the  $C_1$  or  $C_2$ . One example therefor is shown in Fig. 9.

.....

#### (57) Scope of Claim for Utility Model Registration

A protection circuit for received input comprising:  
a filter circuit for adjusting an impedance including a capacity and an inductance element between an antenna and an amplifier of a receiver, wherein  
a diode having a constant voltage characteristic is connected between the point showing the inductance  $L = 1/\omega^2 C$  and the ground seen from the antenna terminal, where the capacity between the

antenna and the ground is  $C$  and a frequency is  $\omega$ .